

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-281742

(43)Date of publication of application : 27.09.2002

(51)Int.Cl.

H02M 3/155

(21)Application number : 2001-082999

(71)Applicant : DENSEI LAMBDA KK

(22)Date of filing : 22.03.2001

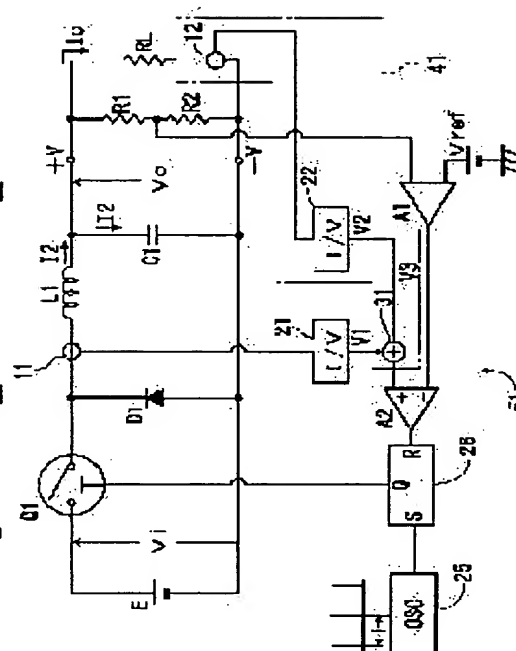
(72)Inventor : TERASHI HIROTO

(54) CURRENT MODE DC-DC CONVERTER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a current mode DC-DC converter whose output voltage is not significantly varied even if a load current is suddenly varied.

SOLUTION: If a load current I_o is suddenly varied, a feed forward circuit 41 detects the variation component of the load current I_o and adds the variation component to a detection signal of a coil current I_2 . A current mode control circuit 51 compares a value obtained by adding the variation component of the load current I_o to the detection signal of the coil current I_2 with an error signal from an error amplifier A1 and controls a switching operation of a switching device Q1 according to the comparison result. With such a constitution, the coil current I_2 is quickly varied following the sudden variation of the load current I_o and a variation component of an output voltage V_o can be reduced.



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 負荷に供給する出力電圧の安定化を図るフィードバック回路として、チョークコイルを流れるコイル電流を検出し、この検出信号と基準信号としての出力電圧の誤差信号との比較結果に基づき、スイッチング素子のスイッチングを制御するカレントモード制御回路を備えたカレントモード DC/DC コンバータにおいて、前記負荷を流れる負荷電流の変化分を検出し、その変化分を前記コイル電流の検出信号に加算するフィード

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、出力電圧の安定化を図るフィードバック回路として、チョークコイルを流れるコイル電流を検出し、この検出信号と基準信号との比較結果に基づいてスイッチング素子のスイッチングを制御するカレントモード制御回路を備えたカレントモード DC/DC コンバータに関する。

【0002】

【発明が解決しようとする課題】一般に DC/DC コンバータ、特にカレントモード制御回路を備えたカレントモード DC/DC コンバータは、出力側のチョークコイルを流れるコイル電流を検出し、この検出信号と基準信号との比較結果に基づいてスイッチング素子のスイッチングを制御することで、負荷に供給する直流出力電圧の安定化を図っている。

【0003】図 3 は、こうしたカレントモード DC/D
C コンバータの一例を示す回路図である。同図におい
て、E は入力電圧 V_i を供給する直流電源で、この直流
電源 E の両端間にはスイッチング素子 Q1 と転流ダイオ
ード D1 との直列回路が接続されると共に、転流ダイオ
ード D1 の両端間にはチョークコイル L1 と平滑コンデ
ンサ C1 との直列回路が接続され、スイッチング素子 Q
1 のスイッチングにより平滑コンデンサ C1 に発生した
直流出力電圧 V_o を、出力端子 +V、-V 間に接続した
負荷である負荷抵抗 R_L に供給するように構成してい
る。また、出力電圧 V_o の安定化を図るフィードバック
回路として、ここでは出力端子 +V、-V 間に接続した
出力電圧検出用の分圧抵抗 R1、R2 と、この分圧抵抗
R1、R2 の接続点から出力される出力電圧検出信号と
基準電圧 V_{ref} との誤差を増幅するエラーアンプ A1
と、チョークコイル L1 を流れるコイル電流 I2 を検出
する電流検出器 11 と、この電流検出器 11 からの検出電流
を電圧に変換する電流/電圧変換器 21 と、電流/電圧変
換器 21 から供給されるコイル電流検出信号の電圧値 V1
が、エラーアンプ A1 から出力される基準信号としての
誤差信号の電圧値 V3 を越えると、前記スイッチング素
子 Q1 をオフにするリセットパルスを出力するコンパ
レータ A2 と、発振器 25 から出力される周期 T のセットパ

ルスによりスイッチング素子 Q1 をターンオンさせ、コ
ンパレータ A2 からのリセットパルスによりスイッチ
ング素子 Q1 をターンオフさせる RS フリップフロップ回
路 26 とを備えたカレントモード制御回路 51 が接続され
る。

【0004】上記図 3 の回路では、スイッチング素子 Q
1 が発振器 25 からのセットパルスによりオンすると、転
流ダイオード D1 はオフして、チョークコイル L1 と平
滑コンデンサ C1 との直列回路に入力電圧 V_i が印加さ
れ、コイル電流 I2 は時間と共に直線的に増加する。そ
して、負荷抵抗 R_L が消費する電流すなわち負荷電流 I
o よりも、このコイル電流 I2 が大きくなると、平滑コ
ンデンサ C1 に電荷が蓄積され、平滑コンデンサ C1 ひ
いては負荷抵抗 R_L の両端間の出力電圧 V_o も上昇す
る。一方、カレントモード制御回路 51 では、分圧抵抗 R
1、R2 により出力電圧 V_o を分圧した電圧検出信号
を、エラーアンプ A1 で基準電圧 V_{ref} と比較し、その
誤差分を増幅した誤差信号を、コンパレータ A2 の一方
の入力端子に供給する。またこれとは別に、チョークコ
イル L1 を流れるコイル電流 I2 が電流検出器 11 により
検出され、このコイル電流 I2 に見合うコイル電流検出
信号が、電流/電圧変換器 21 からコンパレータ A2 の他
方の入力端子に供給される。そしてコンパレータ A2
は、誤差信号の電圧値 V3 とコイル電流検出信号の電圧
値 V1 とを比較し、電流検出信号の電圧値 V1 が誤差信
号の電圧値 V3 を越えると、コンパレータ A2 からリセ
ットパルスを出して、出力端子の電圧レベルを H (高)
レベルから L (低) レベルに切換え、スイッチング素子
Q1 をオフにする。

【0005】スイッチング素子 Q1 がオフすると、転流
ダイオード D1 がオンしてチョークコイル L1 にそれま
で蓄えられていたエネルギーが放出する。これに伴な
い、チョークコイル L1 のコイル電流 I2 は時間と共に
直線的に減少し、コイル電流 I2 が負荷電流 I_o よりも
小さくなると、平滑コンデンサ C1 から負荷抵抗 R_L へ
電荷が供給され、出力電圧 V_o が低下する。そして、1
周期後に発振器 25 からセットパルスが発生し、再びス
イッチング素子 Q1 がオンして、コイル電流 I2 および出
力電圧 V_o が再び増加するようになる。

【0006】このように、スイッチング素子 Q1 をス
イッチングすることにより、出力電圧 V_o はリップル変動
するが、この変動幅は出力電圧 V_o の大きさと比べて無
視できる程度のものであり、実質的に出力電圧 V_o は所
定の値に安定しているとみなすことができる。また、ス
イッチング素子 Q1 のオン状態には、チョークコイル L
1 のコイル電流 I2 が増加すると、1/4 周期遅れて出
力電圧 V_o も上昇し、スイッチング素子 Q1 のオフ状態
には、チョークコイル L1 のコイル電流 I2 が減少する
と、1/4 周期遅れて出力電圧 V_o も減少する。つま
り、コイル電流 I2 とエラーアンプ A1 の出力端子から

の誤差信号は比例関係にある。

【0007】図4は、上記図3の回路において、定常時における負荷電流 I_o 、コンデンサ充放電電流 I_1 およびコイル電流 I_2 の各波形を示したものである。上述したように、スイッチング素子 Q_1 のオン状態ではコイル電流 I_2 が直線的に増加し、コイル電流 I_2 が負荷電流 I_o を上回ると、コンデンサ充放電電流 I_1 は放電から充電にその向きを変える。一方、スイッチング素子 Q_1 がオフになるとコイル電流 I_2 は直線的に減少し、コイル電流 I_2 が負荷電流 I_o を下回ると、コンデンサ充放電電流 I_1 は充電から放電にその向きを変える。定常時には、スイッチング素子 Q_1 のスイッチングに伴って、コンデンサ充放電電流 I_1 およびコイル電流 I_2 がリップル変動する(図4の ΔI_1 、 ΔI_2 を参照)。

【0008】ところで、上記カレントモード制御回路51を有するDC/DCコンバータでは、負荷電流 I_o の急変時にエラーアンプA1やコンパレータA2からなる制御系の遅れなどにより、出力電圧 V_o の安定性が損なわれ、出力電圧 V_o が大きく変動するという問題がある。具体的には図5のグラフにも示すように、出力電流 I_o が例えば t_o の時点で急変増加したとすると、最初にこの増加分に見合う電荷が平滑コンデンサ C_o から負荷抵抗 R_L に供給されると共に、コイル電流 I_2 ひいてはコイル電流検出信号の電圧値 V_1 も徐々に増加する。しかしカレントモード制御回路51は、その内部の遅れによって出力電圧 V_o を一定に維持するのに必要なパルス駆動信号を直ぐにスイッチング素子 Q_1 に供給することができず、出力電圧 V_o は負荷電流 I_o の急変直後に大きく低下する(図5の変動分 ΔV_o を参照)。

【0009】また上記カレントモード制御回路51は、定常状態の安定性確保のために、エラーアンプA1やコンパレータA2に周波数特性を改善するための位相補償回路(図示せず)が設けられている。しかし、ここでのフィードバック自体が、出力されるコイル電流 I_2 や出力電圧 V_o を検出し、それを補償する構成となっているため、カレントモード制御回路51内で遅れがあれば、やはり出力電圧 V_o が変動する。

【0010】本発明は、上記の課題に着目して成されたものであって、負荷電流の急変時においても出力電圧が大きく変動しないカレントモードDC/DCコンバータを提供することを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】本発明におけるカレントモードDC/DCコンバータは、負荷に供給する出力電圧の安定化を図るフィードバック回路として、チョークコイルを流れるコイル電流を検出し、この検出信号と基準信号としての出力電圧の誤差信号との比較結果に基づき、スイッチング素子のスイッチングを制御するカレントモード制御回路を備えたカレントモードDC/DCコンバータにおいて、前記負荷を流れる負荷電流の変化分

を検出し、その変化分を前記コイル電流の検出信号に加算するフィードフォワード回路を備えて構成される。

【0012】この場合、定常時には負荷電流が殆ど変化しないため、フィードフォワード回路は負荷電流の変化分を検出せず、カレントモード制御回路は従来と同様に、チョークコイルを流れるコイル電流の検出信号と基準信号としての出力電圧の誤差信号との比較結果に基づき、スイッチング素子のスイッチングを制御する。したがって、定常時におけるカレントモード制御の特性は変化しない。

【0013】一方、何らかの原因で負荷電流が急変すると、フィードフォワード回路はこのときの負荷電流の変化分を検出して、その変化分をコイル電流の検出信号に加算する。カレントモード制御回路は、コイル電流の検出信号に負荷電流の変化分を加えた値と基準信号としての出力電圧の誤差信号とを比較し、その比較結果に基づいてスイッチング素子のスイッチングを制御する。これにより、負荷電流の急変にコイル電流が速やかに変化するようなスイッチングパルスを、カレントモード制御回路からスイッチング素子に供給することができ、出力電圧の変動分を小さくすることができる。

【0014】

【発明の実施形態】以下、本発明におけるカレントモードDC/DCコンバータについて、添付図面を参照して詳細に説明する。なお、前記従来例で示した図3と同一部分には同一符号を付し、その共通する箇所の詳細な説明は重複するため省略する。

【0015】図1は、本発明の一実施例によるカレントモードDC/DCコンバータを示している。従来例における図3と異なる点は、カレントモード制御回路51の遅れをバイパスするために、負荷抵抗 R_L を流れる負荷電流 I_o の変化分を直接検出する電流検出器12と、この電流検出器12からの検出電流を電圧に変換する電流/電圧変換器22と、電流/電圧変換器21から供給されるコイル電流検出信号の電圧値 V_1 に、電流/電圧変換器22から供給される変化分検出信号の電圧値 V_2 を加算して、この加算値をコンパレータA2に供給する加算器31とからなるフィードフォワード回路41を付加したことにある。なお、その他の構成は前記図3の回路と共通している。

【0016】次に、上記図1の回路構成について、その作用を図2の波形を参照しながら説明する。なお、図2は負荷電流 I_o の急変時前後における各部の波形を示しており、上段より負荷電流 I_o 、出力電圧 V_o 、電流/電圧変換器21からのコイル電流検出信号の電圧値 V_1 、電流/電圧変換器22からの変化分検出信号の電圧値 V_2 の各波形が示されている。

【0017】定常時における動作は、前記図3に示す従来例で説明したものと同一である。すなわち負荷電流 I_o がほぼ一定の場合、この負荷電流 I_o の変動分を検出する電流検出器12からは何も出力されず、フィードフォ

ワード回路41はカレントモード制御回路51に対し何も作用しない状態となる。したがって、スイッチング素子Q1がオンすると、コイル電流I2が時間と共に直線的に増加し、コイル電流I2が負荷電流Ioを上回ると、コンデンサ充放電電流I1は放電から充電にその向きを変える。このときカレントモード制御回路51では、出力電圧Voを分圧した電圧検出信号と基準電圧VrefとをエラーアンプA1で比較すると共に、その誤差分を増幅した誤差信号の電圧値V3を、コイル電流I2に対応するコイル電流検出信号の電圧値V1とコンパレータA2で比較しており、コイル電流検出信号の電圧値V1が誤差信号の電圧値V3を越えると、コンパレータA2からのリセットパルスにより、カレントモード制御回路51はRSフリップフロップ回路26を通してスイッチング素子Q1をオフにする。

【0018】スイッチング素子Q1がオフすると、コイル電流I2はそこから時間と共に直線的に減少し、コイル電流I2が負荷電流Ioを下回ると、コンデンサ充放電電流I1は充電から放電にその向きを変える。そして、1周期後に発振器25からセットパルスが発生し、RSフリップフロップ回路26を通して、カレントモード制御回路51はスイッチング素子Q1をオンにする。このように、カレントモード制御回路51は、負荷電流Ioとリップル電流であるコンデンサ充放電電流I1との和をコイル電流I2として検出するが、定常時において出力電流Ioがほぼ一定の場合は、コンデンサ充放電電流I1のリップル変動分もほぼ一定になる。

【0019】一方、図2に示すように、負荷状態の変動などにより出力電流Ioがtoの時点で急変増加すると、フィードフォワード回路41を構成する電流検出器12はこの負荷電流Ioの変化分を検出して、それに見合う検出電流を電流/電圧変換器22に送り出す。電流/電圧変換器22は、電流検出器12からの検出電流を変化分検出信号として電圧に変換し、この変化分検出信号の電圧値V2が、加算器31にて別の電流/電圧変換器21からのコイル電流検出信号の電圧値V1に加算される。このとき後段のコンパレータA2では、コイル電流検出信号の電圧値V1に負荷電流Ioの変化分を加味した電圧値V2を加えた電圧値(V1+V2)で、エラーアンプA1からの誤差信号の電圧値V3との比較がなされるので、コンパレータA2からスイッチング素子Q1に対し、負荷電流Ioの急変にコイル電流I2が速やかに変化するようなスイッチングパルスがRSフリップフロップ回路26を通して供給される。したがって、コイル電流I2の変化により負荷電流Ioの急変分をある程度補うことで、コンデンサ充放電電流I1の変動をなくすことができ、結果的に従来よりも出力電圧Voの落ち込みすなわち変動分ΔVoを小さくすることができる。特にこれは、フィードフォワード補償用のコンパレータA2の応答性が高速である程、負荷電流Ioの急変時における出力電圧

Voの変動分ΔVoが小さくなる。

【0020】また、負荷電流Ioが急変する場合、従来のカレントモード制御では、その遅れ分に相当する電荷が平滑コンデンサC1から抵抗負荷RLにエネルギーとして放電され、コンデンサ充放電電流I1のリップル変動が大きくなるという欠点を生じるが、本実施例ではコイル電流I2が負荷電流Ioの急変を速やかに補うため、負荷電流Ioの急変時におけるコンデンサ充放電電流I1のリップル変動が小さくなり、平滑コンデンサC1の静電容量を小さくできる。

【0021】以上のように本実施例では、負荷すなわち負荷抵抗RLに供給する出力電圧Voの安定化を図るフィードバック回路として、チョークコイルL1を流れるコイル電流I2を検出し、この検出信号と基準信号であるエラーアンプA1からの誤差信号との比較結果に基づき、スイッチング素子Q1のスイッチングを制御するカレントモード制御回路51を備えたカレントモードDC/DCコンバータにおいて、負荷抵抗RLを流れる負荷電流Ioの変化分を検出し、その変化分をコイル電流I2の検出信号に加算するフィードフォワード回路41を備えている。

【0022】このようにすると、定常時には負荷電流Ioが殆ど変化しないため、フィードフォワード回路41は負荷電流Ioの変化分を検出せず、カレントモード制御回路51は従来と同様に、チョークコイルL1を流れるコイル電流I2の検出信号と、エラーアンプA1からの誤差信号との比較結果に基づき、スイッチング素子Q1のスイッチングを制御する。したがって、定常時におけるカレントモード制御の特性は変化しない。

【0023】一方、何らかの原因で負荷電流Ioが急変すると、フィードフォワード回路41はこのときの負荷電流Ioの変化分を検出して、その変化分をコイル電流I2の検出信号に加算する。カレントモード制御回路51は、コイル電流I2の検出信号に負荷電流Ioの変化分を加えた値と、エラーアンプA1からの誤差信号とを比較し、その比較結果に基づいてスイッチング素子Q1のスイッチングを制御する。これにより、負荷電流Ioの急変にコイル電流I2が速やかに変化するようなスイッチングパルスを、カレントモード制御回路51からスイッチング素子Q1に供給することができ、出力電圧Voの変動分ΔVoを小さくすることができる。

【0024】以上、本発明のカレントモードDC/DCコンバータについて前記実施例に基づき説明してきたが、本発明は前記実施例に限定されるものではなく、種々の変形実施が可能である。例えば、実施例では降圧型非絶縁のDC/DCコンバータについて説明したが、他のチョークコイルを備えた非絶縁DC/DCコンバータや、電力伝送用として絶縁トランスを介在させた例えばフォワード型のDC/DCコンバータにも、本発明の概念をそのまま適用できる。また本実施例ではピークカレ

ントモードを例にとり説明を行なったが、アベレージカレントモードやその他のカレントモードにも適用できる。

【0025】

【発明の効果】本発明におけるカレントモードDC/DCコンバータは、負荷に供給する出力電圧の安定化を図るフィードバック回路として、チョークコイルを流れるコイル電流を検出し、この検出信号と基準信号としての出力電圧の誤差信号の比較結果に基づき、スイッチング素子のスイッチングを制御するカレントモード制御回路を備えたカレントモードDC/DCコンバータにおいて、前記負荷を流れる負荷電流の変化分を検出し、その変化分を前記コイル電流の検出信号に加算するフィードフォワード回路を備えたものであり、負荷電流の急変時においても出力電圧が大きく変動しないカレントモードDC/DCコンバータを提供できる。

【図面の簡単な説明】

*

*【図1】本発明の一実施例によるDC/DCコンバータを示す縦断面図である。

【図2】前記実施例のDC/DCコンバータを概略的に示す平面図である。

【図3】従来のカレントモードDC/DCコンバータを示す回路図である。

【図4】従来のカレントモードDC/DCコンバータにおける定常時の各部の波形図である。

【図5】従来のカレントモードDC/DCコンバータにおける負荷電流急変時の各部の波形図である。

【符号の説明】

L1 チョークコイル

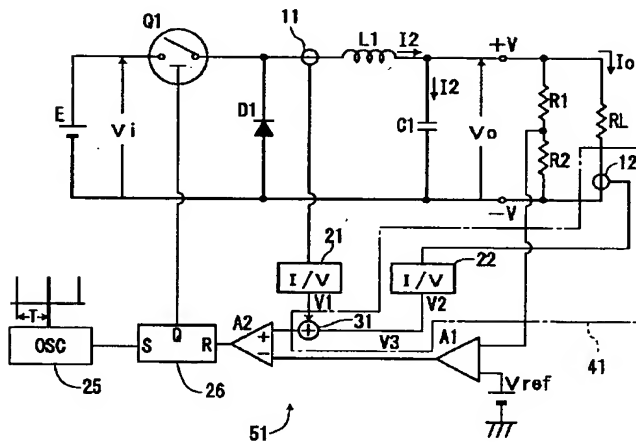
RL 負荷抵抗（負荷）

Q1 スwitchング素子

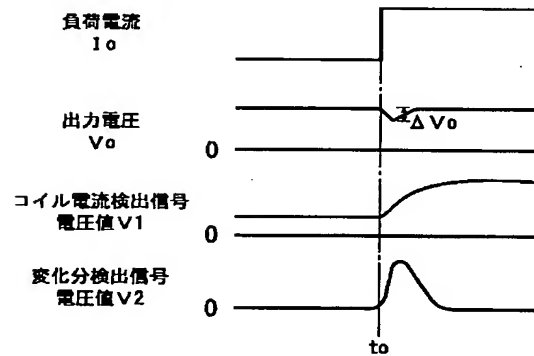
41 フィードフォワード回路

51 カレントモード制御回路

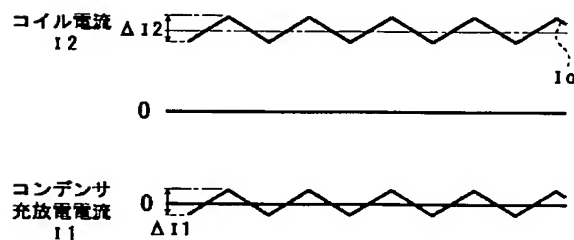
【図1】



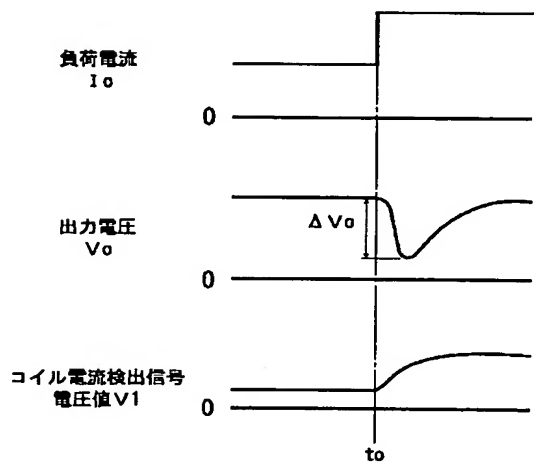
【図2】



【図4】



【図5】



【図3】

